Tietze / Schenk Halbleiter-Schaltungstechnik

15 Signalgeneratoren

In diesem Kapitel werden Schaltungen beschrieben, die Sinusschwingungen erzeugen. Bei den LC-Oszillatoren wird die Frequenz durch einen Schwingkreis bestimmt, bei den Quarzoszillatoren durch einen Schwingquarz und bei den Wien-Brücken- und Analogrechner-Oszillatoren durch RC-Glieder. Die Funktionsgeneratoren erzeugen primär eine Dreieckschwingung, die mit einem entsprechenden Funktionsnetzwerk in eine Sinusschwingung umgewandelt werden kann.

15.1 *LC*-Oszillatoren

Die einfachste Methode zur Erzeugung einer Sinusschwingung besteht in der Entdämpfung eines LC-Schwingkreises mit Hilfe eines Verstärkers. Im folgenden Abschnitt wollen wir auf einige allgemeine Gesichtspunkte eingehen.

15.1.1 Schwingbedingung

Abbildung 15.1 zeigt die prinzipielle Anordnung eines Oszillators. Der Verstärker verstärkt die Eingangsspannung mit dem Faktor $\underline{A}$. Dabei tritt eine parasitäre Phasenverschiebung α zwischen $\underline{U}_2$ und $\underline{U}_1$ auf. Am Verstärkerausgang sind der Verbraucherwiderstand R_v und ein frequenzabhängiges Rückkopplungsnetzwerk angeschlossen, das z.B. aus einem Schwingkreis bestehen kann. Damit lautet die rückgekoppelte Spannung $\underline{U}_3 = \underline{k}\,\underline{U}_2$. Die Phasenverschiebung zwischen $\underline{U}_3$ und $\underline{U}_2$ bezeichnen wir mit β.

Um zu prüfen, ob der Oszillator schwingungsfähig ist, trennt man die Rückkopplungsleitung auf, belastet den Ausgang des Rückkopplers aber weiterhin mit einem Widerstand R_e, der so groß ist wie der Eingangswiderstand des Verstärkers. Dann gibt man eine Wechselspan-

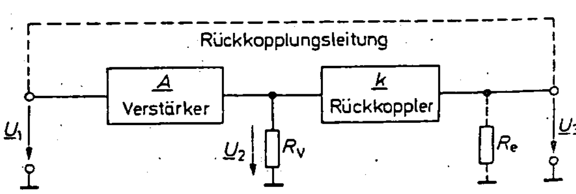


Abb. 15.1 Prinzipielle Anordnung eines Oszillators

nung $\underline{U}_1$ in den Verstärker und mißt $\underline{U}_3$. Der Oszillator ist schwingungsfähig, wenn die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung wird. Daraus folgt die notwendige Schwingbedingung:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_3 = \underline{k}\,\underline{A}\,\underline{U}_1 .$$

Die Schleifenverstärkung muß also

$$\underline{g} = \underline{k}\,\underline{A} = 1 \tag{15.1}$$

betragen. Daraus ergeben sich zwei Bedingungen, nämlich

$$|\underline{g}| = |\underline{k}| \cdot |\underline{A}| = 1 \tag{15.2}$$

und

$$\alpha + \beta = 0, 2\pi, \ldots \tag{15.3}$$

Die Gl. (15.2) wird als *Amplitudenbedingung* bezeichnet. Sie besagt, daß ein Oszillator nur dann schwingen kann, wenn der Verstärker die Abschwächung im Rückkoppler aufhebt. Die *Phasenbedingung* (15.3) besagt, daß eine Schwingung nur dann zustande kommen kann, wenn die Ausgangsspannung mit der Eingangsspannung in Phase ist. Nähere Aufschlüsse darüber, auf welcher Frequenz und mit welcher Kurvenform der Oszillator schwingt, kann man erst erhalten, wenn man nähere Aussagen über das Rückkopplungsnetzwerk macht. Dazu wollen wir als Beispiel den LC-Oszillator in Abb. 15.2 untersuchen.

Der Elektrometerverstärker verstärkt die Spannung $U_1(t)$ mit dem Verstärkungsfaktor A. Da der Ausgang des Verstärkers niederohmig ist, wird der Schwingkreis durch den Widerstand R parallel bedämpft. Zur Berechnung der rückgekoppelten Spannung wenden wir die Knotenregel auf den Punkt *1* an und erhalten

$$\frac{U_2 - U_1}{R} - C\dot{U}_1 - \frac{1}{L}\int U_1\,\mathrm{d}t = 0 .$$

Mit $U_2 = A\,U_1$ folgt daraus

$$\ddot{U}_1 + \frac{1-A}{RC}\dot{U}_1 + \frac{1}{LC}U_1 = 0 . \tag{15.4}$$

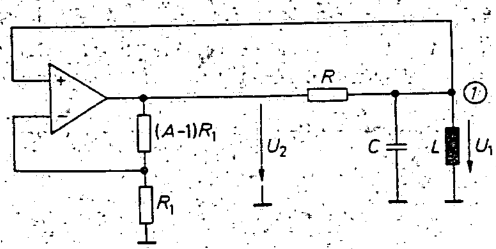


Abb. 15.2 Prinzip eines LC-Oszillators

Dies ist die Differentialgleichung einer gedämpften Schwingung. Zur Abkürzung setzen wir

$$\gamma = \frac{1-A}{2RC} \quad \text{und} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Damit lautet die Differentialgleichung

$$\ddot{U}_1 + 2\gamma \dot{U}_1 + \omega_0^2 U_1 = 0.$$

Sie hat die Lösung:

$$U_1(t) = U_0 \cdot e^{-\gamma t} \sin(\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}\, t).$$

Man kann drei Fälle unterscheiden:

1) $\gamma > 0$, d.h. $A < 1$.
   Die Amplitude der Ausgangswechselspannung nimmt exponentiell ab. Die Schwingung ist gedämpft.
2) $\gamma = 0$, d.h. $A = 1$.
   Es ergibt sich eine Sinusschwingung der Frequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ und konstanter Amplitude.
3) $\gamma < 0$, d.h. $A > 1$.
   Die Amplitude der Ausgangswechselspannung nimmt exponentiell zu.

In Gl. (15.2) haben wir eine notwendige Bedingung für das Auftreten einer Schwingung erhalten. Dieses Ergebnis können wir nun präzisieren: Für $A = 1$ ergibt sich eine sinusförmige Ausgangsspannung mit konstanter Amplitude und der Frequenz

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Bei schwächerer Rückkopplung nimmt die Amplitude exponentiell ab, bei stärkerer Rückkopplung zu. Damit eine Oszillatorschaltung beim Einschalten der Betriebsspannung zu schwingen beginnt, muß zunächst $A > 1$ sein; dann steigt die Amplitude exponentiell an, bis der Verstärker übersteuert wird. Durch die Übersteuerung verkleinert sich A von selbst so weit, bis der Wert 1 erreicht wird. Dann ist die Ausgangsspannung des Verstärkers aber nicht mehr sinusförmig. Wünscht man eine sinusförmige Ausgangsspannung, muß eine Verstärkungsregelung dafür sorgen, daß $A = 1$ wird, bevor der Verstärker übersteuert wird. In der Hochfrequenztechnik lassen sich Schwingkreise mit hoher Güte in der Regel leicht verwirklichen. Dann ist die Spannung am Schwingkreis auch bei Übersteuerung des Verstärkers noch sinusförmig. Man verzichtet in diesem Frequenzbereich daher meist auf eine besondere Amplitudenregelung und verwendet die Spannung am Schwingkreis als Ausgangsspannung.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

DOCKET NO: P2001,0382
SERIAL NO:
APPLICANT: K. J. Feilkas et al.

LERNER AND GREENBERG P.A.
P.O. BOX 2480
HOLLYWOOD, FLORIDA 33022
TEL. (954) 925-1100

	Dynamic range	Speciality
1 MHz	72 dB	µP-interface
2 MHz	90 dB	Op amp
1.5 MHz	90 dB	2 × LTC1059
1.5 MHz	90 dB	3 × LTC1059
1.5 MHz	90 dB	4 × LTC1059
4 MHz		µP-interface
4 MHz		dig. prog.
10 MHz		
2 MHz	90 dB	dig. prog.
750 kHz	95 dB	
750 kHz	95 dB	
		dig. prog.
1 MHz	72 dB	
1 MHz	72 dB	
1 MHz	72 dB	ripple 0.1 dB
2 MHz	88 dB	
2 MHz	88 dB	2 op amps
2.5 MHz	75 dB	2 op amps
2.5 MHz	75 dB	2 op amps
2 MHz	85 dB	2 op amps
1.5 MHz	85 dB	2 op amps
1 MHz	87 dB	2 op amps
7 MHz	90 dB	
7 MHz	90 dB	
7 MHz	90 dB	
2.5 MHz	80 dB	
1.8 MHz	80 dB	2 op amps
1.8 MHz	85 dB	2 op amps
4 MHz		
2 MHz		Q prog.
1 MHz	76 dB	various Q
1.5 MHz	75 dB	filter bank
1.2 MHz	78 dB	2 op amps
3.8 MHz	90 dB	2 op amps
3 MHz	50 dB	cryst. osc.
2.5 MHz	65 dB	

c SC filters

15 Signal generators

In this Chapter we shall describe circuits which generate sinusoidal signals. In the case of LC oscillators, the frequency is determined by a tuned circuit, in the case of crystal-controlled oscillators a piezoelectric crystal is used, and with the Wien and differential-equation oscillators, RC networks are the frequency-determining components. The function generators primarily produce a triangular signal, which can be converted into sinusoidal form using a suitable function network.

15.1 *LC* oscillators

The simplest method of generating a sinewave is to use an amplifier to eliminate the damping of an LC resonant circuit. In the following section, we deal with some of the basic aspects of this method.

15.1.1 Condition for oscillation

Figure 15.1 shows the principle of an oscillator circuit. The amplifier multiplies the input voltage by the gain $\underline{A}$, and thereby causes a parasitic phase shift α between $\underline{U}_2$ and $\underline{U}_1$. The load resistance R_L and a frequency-dependent feedback network, for example a resonant circuit, are connected to the amplifier output. The voltage feedback is therefore $\underline{U}_3 = \underline{k}\underline{U}_2$, and the phase shift between $\underline{U}_3$ and $\underline{U}_2$ is denoted by β.

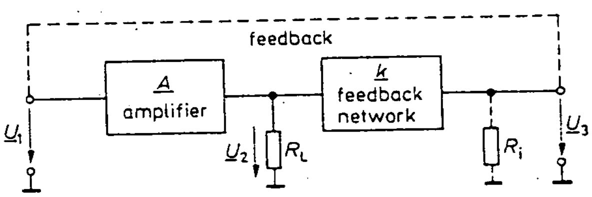


Fig. 15.1 Basic arrangement of an oscillator

To establish whether the circuit can produce oscillations, the feedback loop is opened. An additional resistor R_i is introduced at the output of the feedback network, representing the input resistance of the amplifier. An alternating voltage $\underline{U}_1$ is applied to the amplifier and $\underline{U}_3$ is measured. The circuit is capable of producing oscillations if the output voltage is the same as the input voltage. Hence, the necessary condition for oscillation

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_3 = \underline{k}\underline{A}\underline{U}_1 \; .$$

The loop gain must therefore be

$$\underline{g} = \underline{k}\underline{A} = 1 , \tag{15.1}$$

from which two conditions can be deduced, i.e.

$$|\underline{g}| = |\underline{k}| \cdot |\underline{A}| = 1 \tag{15.2}$$

and

$$\alpha + \beta = 0, 2\pi, \ldots . \tag{15.3}$$

Equation (15.2) is the *amplitude condition* which states that a circuit can oscillate only if the amplifier eliminates the attenuation due to the feedback network. The *phase condition* of Eq. (15.3) states that an oscillation can arise only if the output voltage is in phase with the input voltage. Details of the oscillation, e.g. frequency and waveform, can only be obtained with additional information on the feedback network. To this end, let us consider the *LC* oscillator in Fig. 15.2 as an example.

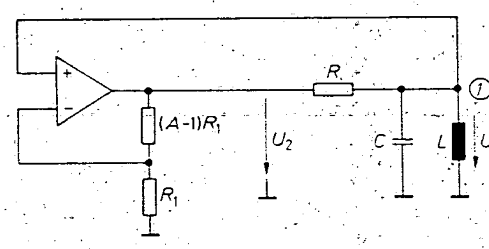


Fig. 15.2 Principle of an *LC* oscillator

The non-inverting amplifier multiplies the voltage $U_1(t)$ by the gain A. As the output resistance of the amplifier is low, the resonant circuit is damped by the parallel resistor R. To calculate the feedback voltage, we apply KCL to node 1 and obtain

$$\frac{U_2 - U_1}{R} - C\dot{U}_1 - \frac{1}{L}\int U_1 \, dt = 0 .$$

As $U_2 = AU_1$, it follows that

$$\ddot{U}_1 + \frac{1-A}{RC}\dot{U}_1 + \frac{1}{LC}U_1 = 0 . \tag{15.4}$$

This is the differential equation of a damped oscillation. To abbreviate,

$$\gamma = \frac{1-A}{2RC} \quad \text{and} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} ,$$

and therefore

$$\ddot{U}_1 + 2\gamma\dot{U}_1 + \omega_0^2 U_1 = 0 ,$$

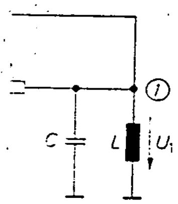
(15.1)

.e.

1 (15.2)

. . . (15.3)

ı states that a circuit can oscillate
due to the feedback network. The
lation can arise only if the output
Details of the oscillation, e.g.
l with additional information on
der the LC oscillator in Fig. 15.2



oscillator

voltage $U_1(t)$ by the gain A. As
e resonant circuit is damped by
voltage, we apply KCL to node

$_1\, dt = 0$.

$_1 = 0$. (15.4)

scillation. To abbreviate,

$= \frac{1}{LC}$,

$= 0$,

the solution of which is given by

$$U_1(t) = U_0 \cdot e^{-\gamma t} \sin(\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}\, t) \ . \qquad (15.5)$$

One must differentiate between three cases:

1) $\gamma > 0$, i.e. $A < 1$.
The amplitude of the AC output voltage decreases exponentially; the oscillation is damped.
2) $\gamma = 0$, i.e. $A = 1$.
The result is a sinusoidal oscillation with the frequency $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ and with constant amplitude.
3) $\gamma < 0$, i.e. $A > 1$.
The amplitude of the AC output voltage rises exponentially.

With Eq. (15.2) we have the necessary condition for an oscillation. This can now be described in more detail: For $A = 1$, a sinusoidal output voltage of constant amplitude and the frequency

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

is obtained. With reduced feedback, the amplitude falls exponentially and with increased feedback, the amplitude rises exponentially. To ensure that the oscillation builds up after the supply has been switched on, the gain A must initially be larger than unity. The amplitude then rises exponentially until the amplifier begins to saturate. Because of the saturation, A decreases until it reaches the value 1; the output, however, is then no longer sinusoidal. If a sinusoidal output is required, an additional gain control circuit must ensure that $A = 1$ before the amplifier saturates. For the high-frequency range, resonant circuits with high Q-factors are usually simple to implement. The voltage of the resonant circuit is still sinusoidal, even if the amplifier saturates. For this frequency range, additional amplitude control is usually not required, and the voltage across the resonant circuit is then taken as the output voltage.

15.1.2 Meissner oscillator

The feature of a Meissner circuit that the feedback is provided by a transformer. A capacitor C, together with the transformer primary winding, forms the frequency-determining resonant circuit. Figures 15.3 to 15.5 show three Meissner oscillators, each in common-emitter connection. At the resonant frequency

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \ ,$$

the amplified input voltage appears at the collector with maximum amplitude and with a phase shift of 180°. Part of this alternating voltage is fed back via the

THIS PAGE BLANK (USPTO)

DOCKET NO: P2001,0382
SERIAL NO:
APPLICANT: R.J. Feilkas et al.

LERNER AND GREENBERG P.A.
P.O. BOX 2480
HOLLYWOOD, FLORIDA 33022
TEL. (954) 925-1100